

[Previous Doc](#) [Next Doc](#) [Go to Doc#](#)
[First Hit](#)

☐ [Generate Collection](#)

L4: Entry 4 of 5

File: JPAB

Sep 10, 1991

PUB-NO: JP403206928A
DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 03206928 A
TITLE: IC TEMPERATURE SENSOR

PUBN-DATE: September 10, 1991

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

TSUJI, TAKAHIRO

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

RICOH CO LTD

APPL-NO: JP02001793

APPL-DATE: January 9, 1990

US-CL-CURRENT: 374/163

INT-CL (IPC): G01K 7/00

ABSTRACT:

PURPOSE: To suppress the effect of the dispersion in characteristics of an element by connecting the output of a differential amplifier circuit and a first transistor through a resistor by a feedback method, and setting the sizes of the first and second transistors at the specified sizes.

CONSTITUTION: One output O1 of a reference voltage circuit 1 is connected to one end of a resistor R1. The other end of the resistor R1 is connected to the base of a transistor Q2 of a differential amplifier circuit 2 and a resistor R2. The emitter of the transistor Q2 is connected to one end of an emitter constant-current source Irl for the emitter of a transistor Q4. The other end of the current source Irl is connected to a lowest potential VEE. The sizes of the emitters of the transistors Q2 and Q4 are made to be m:n. Then, the difference ΔV_{BE} between a voltage V_{BE2} between the base and the emitter of the transistor Q2 and a voltage V_{BE4} between the base and the emitter of the transistor Q4 can be obtained. A base potential V2 of the transistor Q4 is determined by a reference voltage source. When temperature is not fluctuated, a potential V3 can be obtained. The potentials V1 and V2 are obtained, and the effect of the dispersion peculiar to the element can be suppressed.

COPYRIGHT: (C)1991, JPO&Japio

[Previous Doc](#) [Next Doc](#) [Go to Doc#](#)

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平3-206928

⑬ Int.Cl.³

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成3年(1991)9月10日

G 01 K 7/00

3 9 1 C

7267-2F

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全5頁)

⑮ 発明の名称 IC温度センサ

⑯ 特 願 平2-1793

⑰ 出 願 平2(1990)1月9日

⑱ 発 明 者 辻 貴 浩 東京都大田区中馬込1丁目3番6号 株式会社リコー内

⑲ 出 願 人 株式会社リコー 東京都大田区中馬込1丁目3番6号

明 細 書

1. 発明の名称 IC温度センサ

2. 特許請求の範囲

(1) 二出力の基準電圧回路と、この基準電圧回路の二出力が入力される差動増幅回路と、を備え、前記基準電圧回路の一方の出力が抵抗を介して前記差動増幅回路の第1の入力トランジスタに入力され、前記基準電圧回路の他方の出力が第2の入力トランジスタに入力され、前記差動増幅回路の出力と第1の入力トランジスタ間が抵抗を介して帰還接続されていると共に、前記第1と第2のトランジスタの大きさを所定の比率をもって設定したことを特徴とするIC温度センサ。

3. 発明の詳細な説明

(イ) 産業上の利用分野

本発明は、半導体集積回路(以下、ICという)オーディオ用パワーIC、モータ制御用IC等のICチップの温度を検出するIC温度センサに関する。

(ロ) 従来の技術

第5図は従来のIC温度センサで、 I_{r1} は定電流源、 D_1 はダイオードであり、この回路は、ダイオード D_1 のアノード・カソード間電圧 V_{a1} が約 $-2mV/^\circ C$ の温度特性を有することを利用し、定電流源 I_{r1} とダイオード D_1 との接続点から温度に比例した電圧が検出される。

この回路は、極めて簡単に構成できるが、この回路構成においては、素子特性のばらつきにより、最悪温度係数が10%程度ばらつきが生じるといった問題があった。

そこで、素子特性のばらつきを考慮した回路が特開昭61-118630号公報等に提案されている。この種の回路は第6図に示す如く、ベース・コレクタ間を短絡したトランジスタ Q_1 と、このトランジスタ Q_1 のベースと共通に接続されたトランジスタ Q_2 とを備え、電圧 V_{cc} が夫々のトランジスタ Q_1 、 Q_2 のコレクタに抵抗 R_1 、 R_2 を介して印加され、またトランジスタ Q_2 のエミッタは抵抗 R_3 を介して接地される。そして、トランジスタ Q_2 のコレクタよりチップ温度に応じた電圧が

取り出される。

この第6図の回路は、

$$V_{out} = V_{cc} - I_1 \cdot R_s = V_{cc} - (V_{be1} - V_{be2}) R_s / R_1 \quad (1)$$

となることを利用したものである。

ところで上述の(1)式は、

$$V_{be1} - V_{be2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{o1}}{I_{s1}} - \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{o2}}{I_{s2}} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{o1}}{I_{o2}} \quad (2)$$

となる。

ここで、Kはボルツマン定数、qは電子の電荷、 I_s はトランジスタの飽和電流、Tは絶対温度である。

このように、第6図に示す回路構成では、回路の精度を悪くしている I_s の影響を受けない。

しかしながら、上述した第6図の回路においても、 V_{cc} が変動すると、 V_{out} も変動する欠点がある。

また、第7図に示すように、入力トランジスタの大きさに差をつけ、トランジスタのベース・エミッタ間電圧に差を生じせしめ、温度に比例した電流を取り出すように構成したものがある。すな

わら、第7図において、コレクタ・ベースを短絡したトランジスタ Q_1 のベースとトランジスタ Q_2 のベースとを接続し、両者のトランジスタ Q_1 、 Q_2 のエミッタに I_r の電流が与えられる。一方、トランジスタ Q_1 のコレクタとトランジスタ Q_2 のコレクタとが接続されると共に、ベース・コレクタが短絡されたトランジスタ Q_3 のコレクタにトランジスタ Q_2 のコレクタが接続される。また、トランジスタ Q_1 及び Q_2 のベースは共通接続されており、トランジスタ Q_3 のエミッタは抵抗Rを介してトランジスタ Q_2 のエミッタに共通接続されている。

而して、第7図の回路のものである。

$$V_r = V_{be1} - V_{be2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{o1}}{I_{s1}} - \frac{KT}{q} \ln \frac{n I_{o2}}{I_{s2}} = \frac{KT}{q} \ln n \quad (3)$$

となる。

ここで、 $I_r = I_{o1} + I_{o2} = 2I_{o1}$ ($\because I_{o1} = I_{o2}$)

$$I_{o1} = \frac{V_r}{R} = \frac{KT}{qR} \ln n \quad (\because (3) \text{より}) \text{であるから、}$$

$$I_r = 2KT/qR \ln n$$

となり、回路を流れる全電流は温度に比例することになる。

しかしながら、この回路のものでは、出力は電流として、現われるため扱いにくく、他に電流-電圧変換回路を必要とするなどの難点がある。

(ハ) 発明が解決しようとする課題

前述したように、第6図の回路のものにおいては、 V_{cc} の変動により出力が変動するという欠点があり、また第7図の回路においては、出力が電流として現われるために取り扱いが困難であるなどの問題があった。

本発明は上述した問題点に鑑みなされたものにして、素子特性のばらつきによる影響を抑制し、精度の良好な温度センサを提供することをその課題とする。

(ニ) 課題を解決するための手段

本発明は、二出力の基準電圧発生回路と、この基準電圧発生回路の二出力が入力される差動増幅回路と、を備え、基準電圧発生回路の一方の出力が抵抗を介して差動増幅回路の第1の入力トラン

ジスタに入力され、基準電圧回路の他方の出力が第2の入力トランジスタに入力され、差動増幅回路の出力と第1のトランジスタ間が抵抗を介して帰還接続されていると共に、所定の比率をもって第1と第2のトランジスタの大きさを設定したことを特徴とする。

(ホ) 作用

本発明においては、基準電圧回路からの出力が入力されてトランジスタの大きさにより、差電圧を得、その差電圧を基に温度センサ出力が得られる。基準電圧回路からの出力精度を保持することで、物理的に決まる値で素子特性のばらつきに依存しない精度の良い温度センサが得られる。更に、抵抗並びに大きさの比率を目的によって変化させることにより、所望の出力が得られる。

(ヘ) 実施例

以下、本発明を第1図ないし第4図に従い説明する。

第1図は本発明の基本的構成を示す回路図である。

まず、本発明においては、二出力の基準電圧回路1を備える。この基準電圧回路1の一方の出力 Q_1 は抵抗 R_1 の一端と接続する。この抵抗 R_1 の他端は、整動増幅回路2の第1の入力トランジスタとしてのトランジスタ Q_2 のベースと抵抗 R_2 に接続される。そして、トランジスタ Q_2 のエミッタは、第2の入力トランジスタとしてのトランジスタ Q_3 のエミッタと定電流源 I_{r1} の一端に接続され、定電流源 I_{r1} の他端は最低電位 V_{ss} に接続される。また、トランジスタ Q_1 のコレクタは、トランジスタ Q_4 のコレクタ、ベース及びトランジスタ Q_5 のベースに接続され、トランジスタ Q_4 のコレクタはトランジスタ Q_6 のコレクタとトランジスタ Q_5 のベースに接続される。更に、各トランジスタ Q_1 、 Q_2 、 Q_3 のエミッタは電源電圧 V_{cc} に接続される。トランジスタ Q_4 のコレクタは定電流源 I_{r2} と抵抗 R_3 に接続される。これを出力とする。 I_{r2} の他端は V_{ss} につながっている。また、基準電圧回路1の他方の出力は、トランジスタ Q_7 のベースに

接続されている。

ここで、トランジスタ Q_1 と Q_2 はカレントミラーを構成しており、そのコレクタ電流の I_1 と I_2 は等しい。

又、トランジスタ Q_2 と Q_3 は、そのエミッタの大きさを $m:n$ にしておけば、トランジスタ Q_2 のベース・エミッタ間電圧 V_{be2} とトランジスタ Q_3 のベース・エミッタ間電圧 V_{be3} の差 ΔV_{be} は、

$$\begin{aligned}\Delta V_{be} &= V_{be2} - V_{be3} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_1}{m \cdot I_{s1}} - \frac{KT}{q} \ln \frac{I_2}{n \cdot I_{s2}} \\ &= \frac{KT}{q} \ln \frac{n \cdot I_{s2}}{m \cdot I_{s1}} \\ &= \frac{KT}{q} \ln \frac{n \cdot I_{s2}}{m \cdot I_{s1}} \quad (5)\end{aligned}$$

となる。

又、IC内部では I_{s1} と I_{s2} となる。

ここで、トランジスタ Q_4 のベース電位 V_1 は基準電圧源によって決まっており、温度変動はないものと考え、トランジスタ Q_5 のベース電

位 V_2 は、

$$\begin{aligned}V_2 &= V_1 - V_{be4} + V_{be5} = V_1 + \Delta V_{be} \\ &= V_1 + \frac{KT}{q} \ln \frac{n \cdot I_{s2}}{m \cdot I_{s1}} \quad (\because (5) \text{より}) \quad (6)\end{aligned}$$

また、抵抗 R_1 を流れる電流 I_1 のトランジスタ Q_2 のベースに流れる電流を無視すると、

$$\begin{aligned}V_{out} &= V_1 - (R_1 + R_2) I_1 = V_1 - \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_1 - V_2) \\ &= V_1 - \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left\{ V_1 - \left(V_1 + \frac{KT}{q} \ln \frac{n \cdot I_{s2}}{m \cdot I_{s1}} \right) \right\} \quad (7) \\ &\quad (\because (6) \text{より})\end{aligned}$$

と表せる。

ここで、 V_1 、 V_2 を精度よく出すことができれば、

$\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{KT}{q} \ln \frac{n \cdot I_{s2}}{m \cdot I_{s1}}$ のばらつきは、ICでは夫々 $\pm 3\%$ 、 $\pm 2\text{mV}$ 程度に押えこむことができるので、精度のよい温度センサが得られる。

また、トランジスタの $m:n$ の比率、 V_1 と V_2 、 R_1 と R_2 を目的によって変化させられる

ことができるという自由度の高さも有し、電源電圧の影響もほとんど受けない。

更に、 $R_1 + R_2/R_1$ 、 $n \cdot I_{s2}/m \cdot I_{s1}$ はそれ自体温度特性をほとんど持たないので、(7)式から V_{out} は温度に対してリニアに変化し、その傾きは正となる。第2図は上述した回路の温度と V_{out} の関係を示した特性図である。

第3図は、本発明の具体的な実施例の一つである。第1図における基準電圧回路1をバンドギャップリファレンス回路によって構成したものである。この基準電圧回路1は、電源電圧 V_{cc} が抵抗 R_1 及びダイオード D_1 、 D_2 を介して接地され、この抵抗 R_1 とダイオード D_1 間の電圧がトランジスタ Q_2 のベースに与えられる。そしてトランジスタ Q_4 のコレクタには電源電圧 V_{cc} と接続されている。このトランジスタ Q_4 のエミッタはトランジスタ Q_2 、 Q_3 のベース及びトランジスタ Q_5 のエミッタのと接続される。トランジスタ Q_6 のコレクタはトランジスタ Q_5 のエミッタと接続され、そして、トランジスタ Q_7 のベースに

接続される。このトランジスタ Q_1 のコレクタは接地される。トランジスタ Q_2 のエミッタは抵抗 R_1 、 R_2 を介して接地され、この抵抗で分圧された出力がトランジスタ Q_3 のエミッタに供給されている。トランジスタ Q_2 のエミッタは電源電圧 V_{cc} と接続され、このトランジスタ Q_2 のエミッタとトランジスタ Q_3 のエミッタが接続されている。このトランジスタ Q_3 のコレクタはトランジスタ Q_4 のコレクタと接続される。更に、このコレクタはトランジスタ Q_4 のベースと接続される。トランジスタ Q_3 のベースはダイオード D_1 、 D_2 を介して、電源電圧 V_{cc} が接続され、更にこのベースは抵抗 R_3 を介して接地される。そして、トランジスタ Q_3 のエミッタ出力が、第1の出力 O_1 として出力される。そしてこのエミッタに抵抗 R_4 、 R_5 を介して接地された抵抗分割出力が第2の出力 O_2 として出力される。

この回路はよく知られているように、 O_1 に約1.2 Vの電圧を出力するように作られており、この場合、電源電圧変動や、温度変動による出力

O_1 の変動は、数+ μ V程度には押えこまれる。更に、出力 O_2 を O_1 の抵抗分割出力とした場合、 O_2 の変動は O_1 の変動の R_4/R_4+R_5 に押えこまれることになる。

このような構成の他に、基準電圧回路の O_1 と O_2 を同一の端子とし、第1図で $V_1=V_2$ とした場合や、センサの入力部にあたる第1図の Q_3 、 Q_4 をNPNトランジスタではなく、PNPトランジスタを用いた形式にしても可能である。これらの回路は一般に、第4図の回路で表すことができる。第4図に示すように、二出力の基準電圧回路1からの一方の出力 O_1 が差動増幅回路2の負端子-に抵抗 R_1 を介して入力される。また、差動増幅回路2の正端子+には基準電圧回路1に他方の出力 O_2 が入力される。そして、差動増幅回路1の出力 V_{out} と負入力-との間には抵抗 R_2 を介して負帰還接続されている。

そして、本発明はこの差動増幅回路2の第1及び第2の入力トランジスタの大きさを所定の比率によって設定されている。

また、本発明の温度センサは、その出力に比較器を接続することにより、ある温度で出力が変化する温度検出装置にも応用できる。

(ト) 発明の効果

本発明は、電源電圧変動、素子特性のばらつきによる影響を押えたので、精度のよい温度センサを実現することができる。また、全てICに内蔵でき、外付回路が必要なくなり、システムとしてもスペースを有効利用できる。

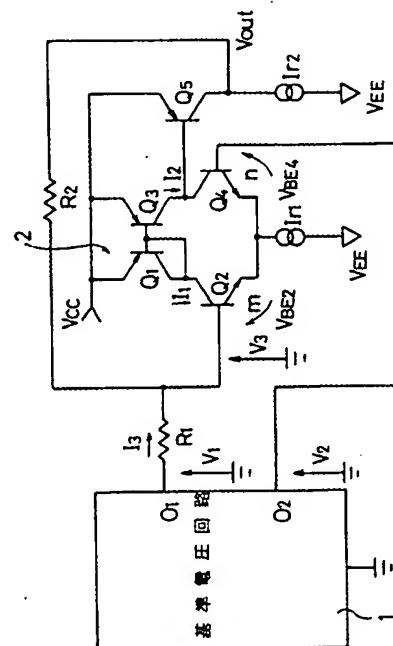
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の基本的構成を示す回路図、第2図はその回路の温度と電圧との関係を示す特製図、第3図は本発明の具体的な一実施例を示す回路図、第4図は本発明の他の実施例の回路図である。

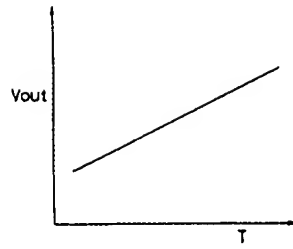
第5図ないし第7図は夫々従来装置を示す回路図である。

1…基準電圧回路、2…差動増幅回路、 Q_1 …第1の入力トランジスタ、 Q_2 …第2の入力トランジスタ。

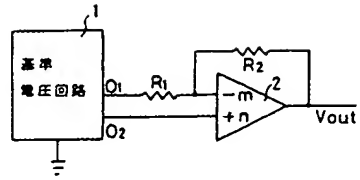
図 1 図



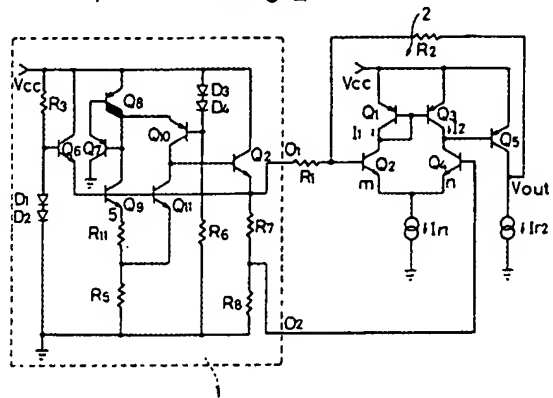
第 2 図



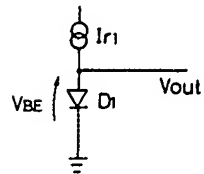
第 4 図



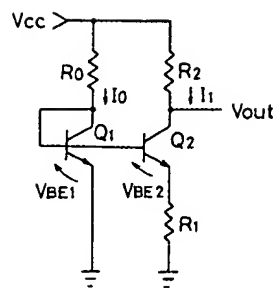
第 3 図



第 5 図



第 6 図



第 7 図

